

AKTIVER ABSTANDSSENSOR ZUR ÜBERWACHUNG VON TÜREN UND KLAPPEN IN FLUGZEUGEN

Th.Fechner, S.Bergeler
Diehl Aerospace GmbH, E.-Schlesinger-Str. 37, 18059 Rostock, Deutschland

Zusammenfassung

Induktive Abstandssensoren werden in der Luftfahrt vor allem im Bereich von Türen, Klappen und am Fahrwerk zur Zustandsüberwachung eingesetzt. Übliche Systeme verwenden dabei passive Sensoren, die im Wesentlichen aus einer Spule mit Kern bestehen und über ein langes Kabel mit einem separaten Auswertemodul/Elektronik verbunden sind. Diese Elektronik erzeugt dabei die Sensoranregung und bestimmt mittels geeigneter Algorithmen Abstandswerte aus der gemessenen Sensorimpedanz, welche direkt vom Abstand zwischen Sensor und dem so genannten Target abhängt. Neben der Sensortemperatur haben auch die Länge und Temperatur des Sensoranschlusskabels unerwünschten Einfluss auf die gemessene Sensorimpedanz, was aufwendige Kompensationsalgorithmen in der Auswertung notwendig macht, um die geforderte Genauigkeit über den üblichen Messbereich zu erreichen.

Im Rahmen des Forschungsprojektes "SIMKAB"¹ entwickelt Diehl Aerospace einen aktiven induktiven Abstandssensor mit integrierter Auswerteelektronik auf Basis eines Impedanzkonverter-IC's. Dieser integrierte Schaltkreis beinhaltet sämtliche für eine Impedanzmessung notwendige Funktionalitäten, einen integrierten Temperatursensor und eine digitale Schnittstelle. Die Übermittlung der direkt im Sensor ermittelten Abstandsmesswerte zum übergeordneten System erfolgt damit digital und unabhängig von den oben beschriebenen Störgrößen. Dadurch kann eine aufwendige Kompensation von Kabel- und Temperatureffekten entfallen und die Signalverarbeitung deutlich vereinfacht werden.

¹ Das diesem Beitrag zugrundeliegende Vorhaben wurde mit Mitteln des Bundesministeriums für Wirtschaft und Technologie unter dem Förderkennzeichen 20K0805C gefördert.

1. EINLEITUNG

Der technologische Fortschritt hat im Bereich der Luftfahrt dazu geführt, dass moderne zivile und militärische Flugzeuge mit immer komplexeren Avioniksystemen ausgestattet werden. Diese Systeme übernehmen dabei eine Vielzahl unterschiedlicher Aufgaben, angefangen bei einfachen Überwachungsapplikationen bis hin zu komplexen Steuerungsfunktionen, welche es dem Flugzeug ermöglichen stabil zu fliegen. Moderne Avioniksysteme tragen damit entscheidend zur Entlastung der Crew und zur Erhöhung von Sicherheit und Zuverlässigkeit bei. Insbesondere Systeme, die mit der physikalischen Umwelt interagieren, verfügen über entsprechende Schnittstellen, wie Sensoren und/oder Aktuatoren.

Ein Beispiel für ein komplexes Avioniksystem ist das erste elektronische Türsteuerungssystem, welches von Diehl Aerospace für den Airbus A380 entwickelt wurde. Das System überwacht und steuert sämtliche Türen und Klappen des Flugzeuges und verfügt dazu unter anderem über eine Vielzahl von Sensoren. Eine Kernfunktionalität ist dabei das Monitoring von mechanischen Zuständen bzw. Endlagen, um sicherzustellen, dass Türen und Klappen beim Start und während des Fluges ordnungsgemäß geschlossen und gesichert sind. Dabei kommen passive induktive Sensoren zum Einsatz, welche eine berührungslose Messung des Abstandes (gap) zu einem entsprechenden Sensorgegenstück (Target)

ermöglichen. Das induktive Messprinzip ist dabei robust gegenüber auftretenden Störeinflüssen, wie beispielsweise Verschmutzung oder wechselndem Luftdruck.

Die Bezeichnung „passiv“ beschreibt dabei, dass die Sensoren selbst keine Elektronikkomponenten beinhalten und nur in Verbindung mit einer entsprechenden externen Elektronik zur Abstandsbestimmung genutzt werden können.

2. GRUNDLAGEN INDUKTIVER ABSTANDSSENSOREN

2.1. Messprinzip

Das Prinzip der induktiven Abstandsmessung beruht auf der Auswertung von Impedanzänderungen einer Sensorspule. Die Spule kann als Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Induktivität beschrieben werden und wird mit einer Wechselspannung gespeist:



BILD 1. Ersatzschaltbild eines induktiven Sensors

Die Gesamtimpedanz Z_s ergibt sich (zusammen mit der Kreisfrequenz ω) damit zu:

$$(1) \quad Z_s(\omega) = R_s + j\omega L_s$$

wobei R_s sich aus einem Gleichstromwiderstand R_{DC} und einem Wechselstromwiderstand R_{AC} zusammensetzt. R_{DC} stellt den Wicklungswiderstand der Spule dar, R_{AC} beschreibt einen frequenzabhängigen Widerstand, hervorgerufen durch Wirbelstromverluste.

$$(2) \quad R_s = R_{DC} + R_{AC}$$

Induktive Sensoren bestehen üblicherweise aus einer oder mehreren Spulen, welche auf einem Spulenkern angeordnet sind. In Verbindung mit dem Sensortarget ergibt sich ein magnetischer Kreis.

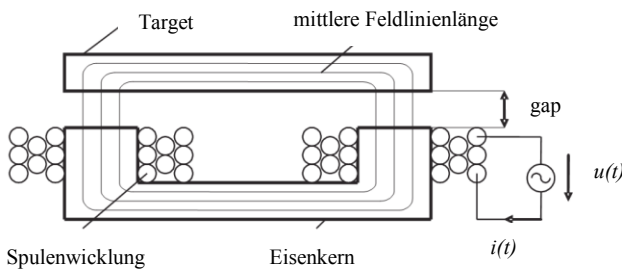


BILD 2. Schematischer Aufbau eines induktiven Abstandssensors [2]

Der Abstand des Targets (gap in BILD 2) hat dabei Einfluss auf die Eigenschaften des magnetischen Kreises. Eine Änderung des Targetabstandes führt zu einer Änderung des magnetischen Flusses $\Phi(t)$ im Kreis, was gemäß Gleichung (3) direkten Einfluss auf Spuleninduktivität L hat.

$$(3) \quad \frac{L = d\Phi(t)}{dt}$$

Dieser Effekt wird genutzt, um den Targetabstand aus der gemessenen Sensorimpedanz bestimmen zu können.

Dabei wird im Wesentlichen zwischen zwei unterschiedlichen Messverfahren unterschieden:

2.1.1. Variable-Reluktanz-Verfahren

Bei diesem Verfahren kommen ferromagnetische Targetmaterialien zum Einsatz und der Sensor wird mit relativ geringer Frequenz im unteren kHz-Bereich angeregt. Nähert sich das Target dem Sensor, so bündelt dies zunehmend den magnetischen Fluss und die Sensorinduktivität steigt.

2.1.2. Wirbelstrom-Verlust-Verfahren

Beim Wirbelstrom-Verlust-Verfahren werden, neben einer vergleichsweise hohen Anregungsfrequenz (im zweistelligen kHz-Bereich), paramagnetische Targetmaterialien mit hoher elektrischer Leitfähigkeit eingesetzt, um die Ausbildung von Wirbelströmen zu begünstigen. Bei Annäherung an den Sensor bilden sich im Target zunehmend Wirbelströme aus, welche zusätzlich zu einer auftretenden Verdrängung des Sensormagnetfeldes eine Verringerung der Sensorinduktivität hervorrufen.

Beiden Verfahren gemein ist die Tatsache, dass die Sensor-Empfindlichkeit mit steigendem Targetabstand exponentiell abnimmt.

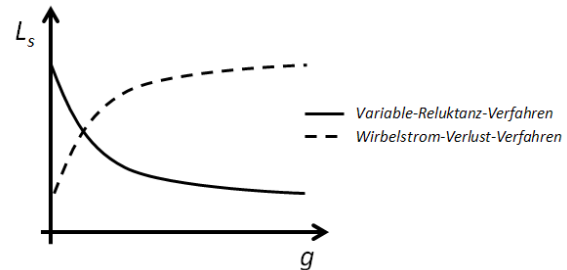


BILD 3. Typischer Induktivitätsverlauf

2.2. Passive Induktive Abstandssensoren

Im Bereich der Luftfahrt sind passive induktive Systeme zur Abstandsmessung weit verbreitet.

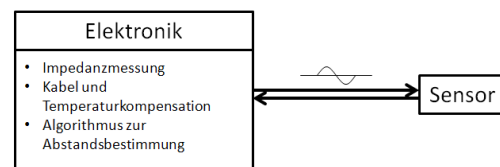


BILD 4. Passives Sensorsystem

Die Erzeugung der Anregungssignale für den Sensor erfolgt in einer separaten Elektronik, welche über eine Zuleitung der Länge l mit dem Sensor verbunden ist. Die Übertragung auf der Zuleitung erfolgt dabei analog (Anregungssignal). Die Messung der Sensorimpedanz zur Abstandbestimmung erfolgt ebenfalls in der externen Elektronik, wobei hier zu beachten ist, dass nicht direkt die Impedanz des Sensors, sondern die Summe aus Sensorimpedanz und Zuleitung gemessen wird.

$$(4) \quad Z_{Mess} = Z_{Sensor} + Z_{Kabel}$$

Insbesondere bei stark schwankenden Temperaturen zeigen sich deutliche Einflüsse auf die Messwerte, da sowohl die Sensor-, als auch die Zuleitungsimpedanz Temperaturabhängigkeiten aufweisen.

$$(5) \quad Z_{Sensor} = f(g, T_s)$$

$$(6) \quad Z_{Kabel} = f(l, T_c)$$

Diese unerwünschten Störeinflüsse müssen in der Auswerteelektronik aufwändig kompensiert werden, um die geforderte Messgenauigkeit zu erreichen. In der Praxis wird dies durch die Nutzung von mehreren Messfrequenzen erreicht. Zusätzlich ist die analoge Übertragung anfällig gegenüber anderen externen Störungen, wie z.B. durch Interferenzen benachbarter elektrischer Systeme. Passive Sensorsysteme erreichen damit in der Regel selbst bei umfangreicher Signalverarbeitung nicht die maximalen Messgenauigkeiten vergleichbarer aktiver Sensoren.

Dem gegenüber stehen als Vorteil die relativ einfach aufgebauten Sensoren und die zentralisierte Elektronik, die zur Ansteuerung mehrerer Sensoren genutzt werden kann.

2.3. Aktive Induktive Abstandssensoren

Aktive induktive Abstandssensoren verfügen im Gegensatz zu passiven Systemen über eine direkt im Sensor integrierte Elektronik. Die Erzeugung der Anregungsspannung und die Bestimmung des Targetabstandes erfolgen direkt im Sensor.

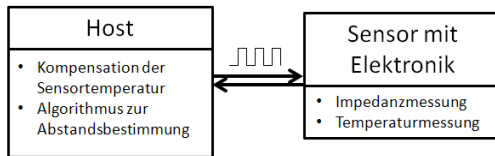


BILD 5. Aktives Sensorsystem

Da die Auswerteelektronik direkt im Sensor integriert ist und die Übertragung der Messwerte an ein übergeordnetes System (Host) digital erfolgt, kann eine aufwändige Kompensation der Kabeleffekte entfallen. Weiterhin kann die Temperatur des aktiven Sensors direkt gemessen und in den Algorithmen zur Bestimmung des Targetabstandes berücksichtigt werden. Somit ergibt sich die Möglichkeit, die für eine entsprechende Messgenauigkeit notwendige Signalverarbeitung weniger umfangreich auszulegen (bspw. Beschränkung auf eine einzige Messfrequenz). Alternativ lässt sich bei gleichem Aufwand, eine höhere Messgenauigkeit bzw. ein erweiterter Messbereich erreichen.

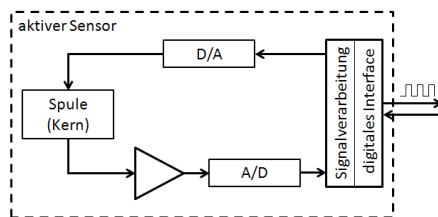


BILD 6. Funktionsblöcke eines aktiven Sensors

Die wesentlichen Komponenten eines aktiven induktiven Abstandssensors sind:

- Magnetinduktiver Teil, bestehend aus Spule und ggf. Spulenkern
- Komponente zur Signalverarbeitung (z.B. DSP, Impedanzwandler o.ä.)
- D/A-Wandler zur Erzeugung der analogen Anregungsspannung
- A/D-Wandler zur Erfassung und Digitalisierung des analogen Messsignals der Spule

Hinzu kommen zusätzliche Komponenten, wie:

- Filterelemente und Verstärker zur Signalaufbereitung
- Temperatur-Sensor
- Komponenten zur Spannungsversorgung

Derartige Architekturen lassen sich auf vielfältige Art und Weise aufbauen, wobei einzelne Komponenten entsprechend dem beabsichtigten Einsatzzweck und den Betriebsparametern des Sensors selektiert werden müssen. Unabhängig von der verwendeten Plattform ist jedoch zu beachten, dass sämtliche Komponenten in den Sensor integriert werden (Formfaktor & Abmessungen) und dementsprechend robust gegenüber den Einsatzbedingungen des finalen Sensors sein müssen.

3. DER IMPEDANZKONVERTER AD5933

3.1. Allgemeines

Analog Devices hat mit dem AD5933 einen integrierten Schaltkreis im Programm, welcher mit allen für eine präzise Impedanzmessung notwendigen Komponenten ausgestattet ist. Die wichtigsten Eigenschaften sind im Folgenden aufgeführt:

- SSOP Package (ca. 48mm²)
- interner Oszillator (16,776MHz)
- programmierbares Anregungssignal (max. 100kHz)
- Impedanz-Messungen von 1kΩ ... 10MΩ (mit Zusatzschaltung von 100Ω ... 1kΩ)
- 12 Bit Analog-Digital-Wandler
- interner Temperatursensor (±2 °C)
- I²C-Interface
- Temperaturbereich: -40°C ... 125°C

Der Schaltkreis beinhaltet einen digitalen Frequenzgenerator zur Erzeugung der Anregungsfrequenz, einen A/D- bzw. einen D/A-Wandler, einen programmierbaren Verstärker (PGA) als Eingangsstufe, diverse Operationsverstärker, ein Tiefpassfilter und eine On-Board-DSP-Engine, welche eine diskrete Fourier-Transformation (DFT) auf das Eingangssignal anwendet. Weiterhin kommt der Chip mit einer einzigen konstanten Versorgungsspannung aus, was aufwändige Beschaltungen zur Erzeugung weiterer Betriebsspannung(en) überflüssig macht.

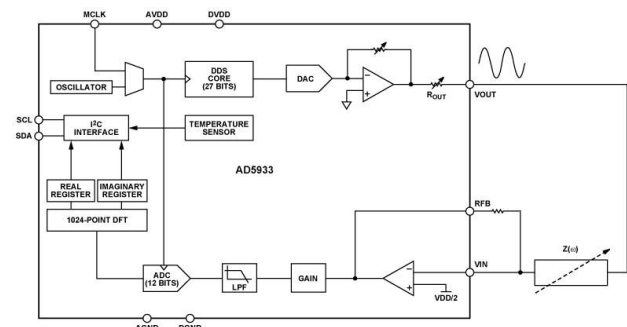


BILD 7. Blockschaftbild des AD5933 [3]

Die Vorteile eines derartigen Ein-Chip-Systems sind:

- geringer Platzbedarf
- geringer Hard- und Softwareaufwand
- integrierter Temperatursensor
- integrierte digitale Signalverarbeitung
- integriertes digitales Interface zur Kommunikation
- günstiger Preis

Als Nachteil sind zum einen die mangelnde Flexibilität bei der Signalverarbeitung als auch der nicht für den Luftfahrtbereich ausreichende Temperaturbereich zu nennen. Weiterhin benötigt der Chip zum Messen kleiner Impedanzen eine Zusatzschaltung.

3.2. Messschaltung

Die grundlegende Beschaltung des AD5933 zur Messung von Impedanzen im Bereich von 1kΩ bis 10MΩ ist in BILD 7 dargestellt. Die vom Frequenzgenerator synthetisierte Wechselspannung wird nach der D/A-Wandlung in die zu messende Impedanz $Z(\omega)$ gespeist. Das Anregungssignal

ist dabei abhängig von der Versorgungsspannung des AD5933 und kann mittels RegisterEinstellung in 4 Stufen je angelegter Eingangsspannung angepasst werden.

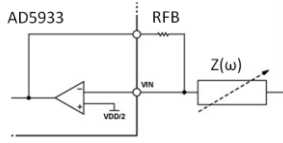


BILD 8. Invertierende Verstärkerschaltung mit der Messimpedanz am AD5933

Wie in BILD 8 dargestellt, ergibt sich durch den Anschluss der zu messenden Impedanz an den Impedanzkonverter in Verbindung mit dem Widerstand R_{FB} eine invertierende Verstärkerschaltung. Dabei ist der Widerstand R_{FB} derart zu dimensionieren, dass die Auflösung des internen A/D-Wandlers optimal ausgenutzt wird.

Für die Messung von Impedanzen im Bereich von 100Ω bis $1k\Omega$ ist eine Zusatzschaltung erforderlich. Dabei handelt es sich um eine weitere invertierende Verstärkerschaltung, deren Dämpfungsfaktor mittels extern beschalteter Widerstände dimensioniert werden kann.

3.3. Messprinzip und Kalibrierung

Die Impedanzmessung mit dem AD5933 erfolgt nach dem Prinzip der Relativmessung. Der Chip muss, bevor unbekannte Impedanzen gemessen werden, durch die Messung einer bekannten Impedanz kalibriert werden. Für eine hohe Messgenauigkeit im späteren Betrieb sollte die Kalibrierimpedanz im Bereich der später zu messenden Impedanzen liegen.

Das tiefpassgefilterte Messsignal wird nach der A/D-Wandlung der internen Signalverarbeitung des AD5933 zugeführt. Nach einem Windowing zur Ausblendung der Spiegelspektren erfolgt eine digitale Fourier-Transformation, deren Ergebnis in Form je eines Datenwortes für den Real- bzw. Imaginärteil (DW_{Re} bzw. DW_{Im}) in entsprechende Register geschrieben wird. Zu beachten ist, dass es sich dabei nicht um den physikalischen Real- und Imaginärteil der gemessenen Impedanz handelt. Dieser muss in einem gesonderten Schritt mit Hilfe eines Gain-Faktors aus den gespeicherten Datenwörtern errechnet werden.

Zur Ermittlung des Gain-Faktors ist zunächst anhand der Messung der Kalibrierimpedanz Z_{Kalib} ein Datenwort für deren Betrag zu errechnen.

$$(7) \quad DW_{Z_{Kalib}} = \sqrt{(DW_{Re_{Kalib}})^2 + (DW_{Im_{Kalib}})^2}$$

Unter Verwendung des bekannten Betrages der Kalibrierimpedanz $|Z_{Kalib}|$ errechnet sich der Gain-Faktor GF wie folgt:

$$(8) \quad GF = \frac{\left(\frac{1}{|Z_{Kalib}|}\right)}{DW_{Z_{Kalib}}}$$

Der Gain-Faktor ist damit auf den gewählten Messbereich abgestimmt und erlaubt die Bestimmung des physikalischen Betrages $|Z_{Mess}|$ einer angeschlossenen Impedanz aus den bei der Messung ermittelten Datenwörtern. Diese und sämtliche folgende

Berechnungen finden nicht auf dem AD5933 statt und müssen dementsprechend in einem übergeordneten System implementiert werden.

$$(9) \quad |Z_{Mess}| = \frac{1}{GF \cdot DW_{Z_{Mess}}}$$

Für die Bestimmung des Real- bzw. Imaginärteils der zu messenden Impedanz ist weiterhin die Kenntnis der Phase φ_{Mess} notwendig. Diese wird mit Hilfe der bekannten Phase φ_{Kalib} der Kalibrierimpedanz bestimmt.

$$(10) \quad DW_{\varphi_{Kalib}} = \tan^{-1} \left(\frac{DW_{Im_{Kalib}}}{DW_{Re_{Kalib}}} \right)$$

Die Phase des Messsystems ergibt sich aus:

$$(11) \quad \varphi_{Sys} = DW_{\varphi_{Kalib}} - \varphi_{Kalib}$$

Die physikalische Phase φ_{Mess} der zu messenden Impedanz errechnet sich aus:

$$(12) \quad \varphi_{Mess} = DW_{\varphi_{Mess}} - \varphi_{Sys}$$

Damit lässt sich abschließend sowohl der physikalische Real- als auch Imaginärteil der zu messenden Impedanz bestimmen:

$$(13) \quad Re_{Mess} = |Z_{Mess}| \cdot \cos(\varphi_{Mess})$$

$$(14) \quad Im_{Mess} = |Z_{Mess}| \cdot \sin(\varphi_{Mess})$$

Angewendet auf einen induktiven Abstandssensor lässt sich aus dem Imaginärteil gemäß Gleichung (1) durch Division mit der bekannten Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ die Sensorinduktivität L_s berechnen.

4. INBETRIEBNAHME

Zur Durchführung von Testmessungen wurde zunächst eine Testplatine mit dem AD5933 und weiteren Peripherien in Betrieb genommen. Die Platine verfügt über einen Festspannungsregler, welcher aus einer konstanten Versorgungsspannung von 5V die Betriebsspannung von 3V für den AD5933 generiert.

4.1. Digitales Interface

Die Datenkommunikation mit dem Impedanzkonverter erfolgt über dessen digitales I²C-Interface. Die Verbindung zu einem PC wurde mit Hilfe eines I²C-USB-Umsetzers hergestellt. Da diese Schnittstelle bereits auf dem AD5933 integriert ist, soll die Anbindung des späteren aktiven Sensors an ein übergeordnetes System (Host) ebenfalls per I²C erfolgen.

Der I²C-Bus ist laut Spezifikation jedoch nur für eine Leitungslänge von wenigen Metern ausgelegt, was einen Einsatz in einem Flugzeug mit einer geforderten Kabellänge von bis zu 100m erschwert. Um diesem Problem zu begegnen wurden so genannte I²C-Busextender (P82B715 von NXP Semiconductors) in die Testschaltung integriert. Diese gestatten eine Erhöhung der Buskapazität von üblicherweise maximal 400pF auf 3000pF und ermöglichen damit eine I²C-Übertragung über größere Distanzen.

Für den Testbetrieb erfolgt die Kommunikation zunächst mit einem entsprechenden LabView-Programm, mit dessen Hilfe sowohl die notwendige Konfiguration des AD5933 als auch die Kalibrierung erfolgt. Weiterhin beinhaltet das Programm sämtliche notwendigen Berechnungsschritte zur Bestimmung des physikalischen Real- und Imaginärteils der zu messenden Impedanz.

Der PC und das LabView-Programm simulieren für den Testbetrieb ein späteres, übergeordnetes System, welches dann über eine native I²C-Schnittstelle mit Busmaster-Funktion an den Sensor angeschlossen ist und die notwendige Datenkommunikation und -verarbeitung übernimmt.

Im späteren Betrieb wird im Sensor die Impedanz- und Temperaturmessung durchgeführt und die Ergebnisse werden an das übergeordnete System kommuniziert. Dort erfolgt dann die Bestimmung des physikalischen Targetabstands aus den vom Sensor empfangenen Daten.

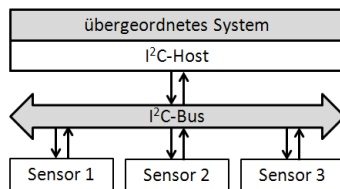


BILD 9. Systemstruktur und I²C-Kommunikation

4.2. Impedanzmessungen mit dem AD5933

Der AD5933 besitzt 9 Register, die für die Impedanzmessung mittels eines geeigneten Wechselsignals zur Sensoranregung beschrieben, beziehungsweise aus denen Messergebnisse und Statusmeldungen gelesen werden müssen. Dieser Zugriff erfolgt über den Master des I²C-Busses.

Vor Beginn einer Impedanzmessung ist es notwendig, die Frequenz des Anregungssignals zu konfigurieren. Dies erfolgt, indem ein gemäß Gleichung (15) berechneter Code ins das *Start Frequency Register* geschrieben wird.

$$(15) \text{CODE}_{\text{Start Frequenz}} = \left(\frac{f_{\text{Anregung}}}{\left(\frac{MCLK}{4} \right)} \right) \cdot 2^{27}$$

MCLK ist dabei die Taktfrequenz des internen Oszillators des Impedanzkonverters.

Durch das Setzen von Werten ins *Control Register* ist es möglich, den AD5933 in verschiedene Modi zu versetzen. Dazu zählen unter anderem der Power-Down-Mode, der Standby-Mode, aber auch das Generieren des zuvor konfigurierten Wechselsignals mit anschließender Impedanzmessung. Um eine Messung korrekt durchzuführen, müssen die Modi in der richtigen Reihenfolge aufgerufen werden.

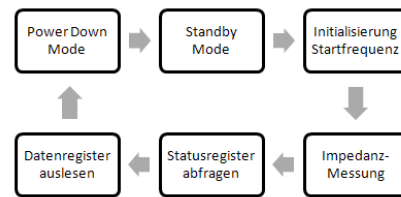


BILD 10. Ablaufschema einer Impedanzmessung

Auch die Temperatur wird über den internen Temperatursensor auf diese Weise durch Nutzung des entsprechenden Modus gemessen (in BILD 10 nicht dargestellt). Des Weiteren können folgende Anpassungen durch das Beschreiben des Control Registers durchgeführt werden:

- Modi-Auswahl (Power-Down, Start Frequency Sweep, Measure Temperatur etc.)
- Setzen der Amplitude des Anregungswechselsignals
- Konfiguration der Verstärkung des internen PGA
- Durchführung eines Resets
- Taktwahl (interner Oszillator, externer Takt)

Durch Auslesen des *Status Registers* nach einer erfolgten Impedanzmessung kann festgestellt werden, ob das Ergebnis bereits in den Registern für Real- und Imaginärteil vorliegt. Auch eine erfolgreiche Temperaturmessung wird dort entsprechend angezeigt. Anschließend können diese Daten ausgelesen werden. Die Weiterverarbeitung findet im LabView-Programm bzw. später im übergeordneten System statt.

4.3. Analyse der Messgenauigkeit

Für eine Analyse der Messgenauigkeit des AD5933, wurden Messwerte für den Widerstand und die Induktivität eines üblichen passiven induktiven Sensors aufgenommen, welcher an das Testboard angeschlossen war. Die so ermittelten Werte wurden anschließend mit den tatsächlichen Impedanzenwerten verglichen. Hierzu dienten Messungen mit einer LCR-Messbrücke (QuadTech 1920 Precision LCR-Meter) als Referenz. Damit reproduzierbare Widerstands- und Induktivitätswerte für den passiven Sensor aufgenommen werden konnten, wurde für diese Messungen ein Positionieraufbau verwendet. Dieser verfügt über vier Testpositionen mit definierten Abständen, welche 0 mm; 2,5 mm; 4,5 mm und 6,5 mm betragen und durch keramische Abstandshalter (Spacer) gewährleistet werden.

Die zu Grunde gelegte Anforderung hinsichtlich Fehlertoleranz ist an ein gegenwärtig im Airbus A380 eingesetztes Sensorsystem angelehnt (BILD 11). Aufgrund der mit steigendem Targetabstand exponentiell abnehmenden Sensitivität wurde die Testposition mit 4,5 mm Abstand als Kalibrierpunkt gewählt. Der Bereich um 5 mm wird als besonders kritisch beurteilt, da die Genauigkeitsanforderungen erst oberhalb dieses Wertes abnehmen.

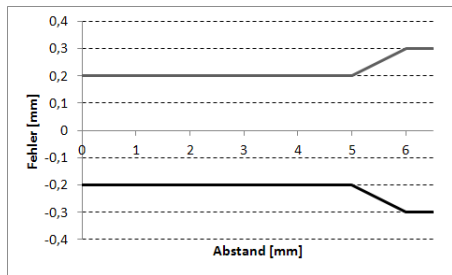


BILD 11. Fehltoleranzband

Im Rahmen der Untersuchungen wurden weiterhin mehrere Anregungsfrequenzen getestet, um die Messgenauigkeit des AD5933 bei verschiedenen Frequenzen bewerten zu können. Zu diesem Zweck ist der Impedanzwandler vor der Messung entsprechend programmiert worden, so dass der passive Sensor jeweils mit 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz, 5 kHz sowie 10 kHz angeregt wurde. Die LCR-Messbrücke lieferte, ebenfalls mit diesen Frequenzen betrieben, die dazugehörigen Referenzwerte. Zu beachten ist, dass für jede getestete Messfrequenz eine gesonderte Kalibrierung der Testschaltung durchzuführen ist.

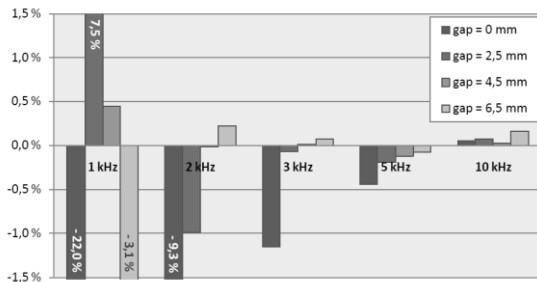


BILD 12. Relativer Messfehler des AD5933, Sensorwiderstand R_S

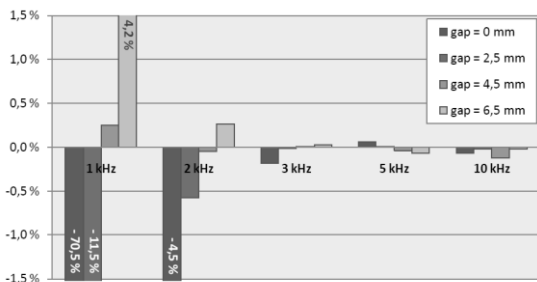


BILD 13. Relativer Messfehler des AD5933, Sensorinduktivität L_S

Die Ergebnisse zeigen erwartungsgemäß, dass die Messgenauigkeit des AD5933 im Kalibrierpunkt (4,5 mm Abstand) generell höher ist, als an den anderen getesteten Abständen. Eine Erhöhung der Anregungsfrequenz bewirkt eine weitere Reduzierung des Messfehlers (BILD 12 & BILD 13).

4.4. Sensorcharakteristik

Der in diesem Rahmen für die Messungen verwendete passive Näherungssensor ist für das Verfahren der „Variablen Reluktanz“ konzipiert und wird in Verbindung mit einem entsprechenden ferromagnetischen Target auch im Rahmen dieser Untersuchungen nach diesem Prinzip

betrieben.

Um diesen Sensor über den Frequenzbereich des Anregungssignals, das vom Impedanzwandler AD5933 bereitgestellt werden kann, zu charakterisieren, wurden Messungen mit der LCR-Messbrücke durchgeführt. Dabei wurde jeweils der Widerstand und die Induktivität des Sensors für Frequenzen von 1 kHz bis 100 kHz aufgenommen. Je Frequenz wurde eine Messung mit einem Sensor-Target-Abstand von 0 mm und ohne Target (∞ mm) durchgeführt. Der durch Subtraktion beider Werte ermittelte Hub verdeutlicht den Einfluss des Targets. Daraus lässt sich eine Charakteristik für das verwendete Sensor-Target-Paar ableiten. Die Messungen haben gezeigt, dass die getestete Konfiguration insbesondere bei geringen Frequenzen (wenige kHz) hohe Sensitivitäten in der Sensorinduktivität L_S aufweist (BILD 14). Die Sensitivität des Sensorwiderstandes R_S weist bei ca. 8 bis 10 kHz ein Maximum auf (BILD 15).

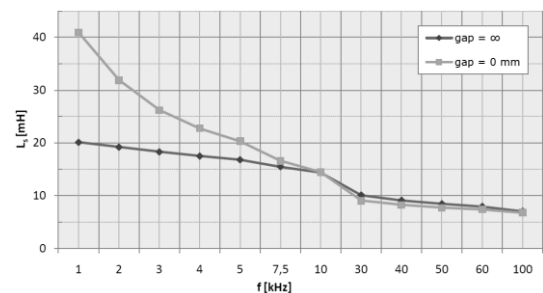


BILD 14. Maximaler Hub der Sensorinduktivität L_S

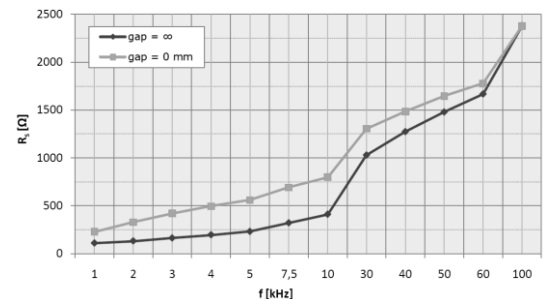


BILD 15. Maximaler Hub des Sensorwiderstands R_S

Der Widerstand des Sensors spielt jedoch, im Gegensatz zu dessen Induktivität, nicht zuletzt wegen seiner ausgeprägten Temperaturabhängigkeit bei der Berechnung des Targetsabstands nur eine untergeordnete Rolle. Für die Integration des Impedanzkonverters in den passiven Sensor gilt es daher, eine optimale Anregungsfrequenz zu bestimmen. Diese sollte sowohl im Bereich hoher Messgenauigkeit des AD5933, als auch im Bereich hoher Sensitivität der Sensorinduktivität L_S liegen.

Anhand der gemessenen Werte wurden für die getesteten Anregungsfrequenzen die zu erwartenden Messfehler hochgerechnet (TAB 1). Diese theoretische Betrachtung berücksichtigt weder die Temperatureinflüsse noch die Abweichungen, die der Algorithmus zur Abstandsberechnung nach sich zieht. Sie zeigt jedoch, dass der größte zu erwartende Fehler bei einem Sensor-Target-Abstand von 6,5 mm liegt und eine Anregungsfrequenz von 3 kHz den kleinsten resultierenden Messfehler erwarten lässt.

Basierend auf dieser Erkenntnis wird eine konstante Anregungsfrequenz von 3 kHz für die Untersuchungen im folgenden Abschnitt festgelegt.

Abstand [mm]	Messfehler [mm] bei div. Frequenzen			
	1 kHz	2 kHz	3 kHz	5 kHz
0	-1,447	-0,155	0,01	0,01
2,5	-1,551	-0,091	-0,004	0,003
4,5	0,083	-0,02	0,001	-0,03
6,5	3,183	0,239	0,029	-0,116

TAB 1. Zu erwartender Messfehler für verschiedene Anregungsfrequenzen

5. ERGEBNISSE

Um die Eignung des hier vorgestellten Konzepts für einen aktiven induktiven Abstandssensor zur Anwendung in der Luftfahrt zu untersuchen, wurden praxisgerechte Rahmenbedingungen zu Grunde gelegt. Im Fokus stand dabei insbesondere das Erreichen der geforderten Messgenauigkeit über den luftfahrttypischen Temperaturbereich von -55 bis $+85^{\circ}\text{C}$, da dieser die Spezifikationen des verwendeten Impedanzkonverters übersteigt.

5.1. Temperaturmessungen

Da der AD5933 über einen internen Temperatursensor verfügt, kann die Temperatur im aktiven Sensor direkt gemessen werden. Dies ermöglicht eine Kompensation der unerwünschten Temperatureffekte, noch bevor der Targetabstand aus der gemessenen Sensorimpedanz bestimmt wird.

Für die Untersuchungen wurde die Testplatine mit dem Impedanzkonverter in einer Klimakammer den im späteren Betrieb zu erwartenden Temperaturen ausgesetzt. Für jeden Temperaturschritt wurden jeweils vier Temperaturmesswerte des internen Sensors des AD5933 aufgenommen und mit der bekannten Temperatur in der Klimakammer verglichen.

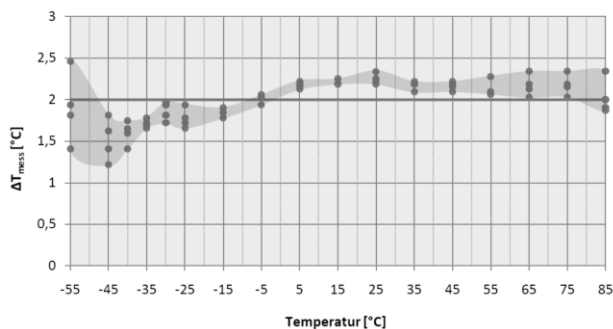


BILD 16. Abweichung des internen Temperatursensors

Die Auswertung der Messungen zeigt eine über den gesamten getesteten Temperaturbereich auftretende positive Abweichung von ca. 2°C , wobei die einzelnen Messwerte insbesondere an den Rändern des Bereiches stärker schwanken (BILD 16).

5.2. Abstandsmessungen

Zur Bestimmung des Sensor-Target-Abstandes aus den vom AD5933 gemessenen Werten für Sensorwiderstand, -induktivität und Temperatur wird ein entsprechend angepasster Algorithmus eingesetzt, welcher auf den charakteristischen Eigenschaften des verwendeten

passiven Sensors bei einer Anregungsfrequenz von 3 kHz basiert.

Die in ähnlichen marktüblichen Sensorsystemen eingesetzten Algorithmen basieren zumeist auf der Auswertung von Sensorwiderstand und -induktivität bei einer oder mehreren Frequenzen. Bei dem hier vorgestellten Konzept mit direkter Temperaturkompensation im Sensor lässt sich die geforderte Messgenauigkeit bereits bei Nutzung einer einzigen Anregungsfrequenz erreichen. Weiterhin genügt es, ausschließlich die Sensorinduktivität L_S auszuwerten. Tests haben gezeigt, dass eine zusätzliche Berücksichtigung des Sensorwiderstandes R_S die Leistung des Algorithmus zum Teil verschlechtert, was auf die starke Temperaturabhängigkeit und den geringen Messeffekt des Widerstandes (bei 3 kHz) zurückzuführen ist.

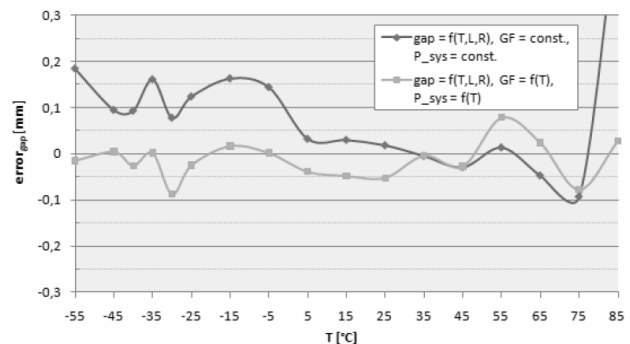


BILD 17. Leistung des Algorithmus bei 4,5 mm mit Auswertung von L_S und R_S

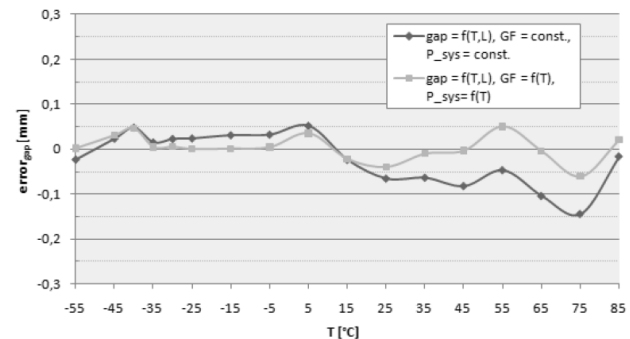


BILD 18. Leistung des Algorithmus bei 4,5 mm mit Auswertung von L_S

Weitere Untersuchungen haben gezeigt, dass eine temperaturabhängige Kalibrierung der Schaltung (vgl. Abschnitt 3.3) die erreichbare Messgenauigkeit weiter erhöht. Dabei wird für jeden Temperaturschritt entsprechend der Gain Faktor GF und die Systemphase φ_{Sys} gesondert ermittelt. In Abhängigkeit von der später im Sensor gemessenen Temperatur wird der Targetabstand dann mit temperatur-angepassten Werten für GF und φ_{Sys} bestimmt (BILD 17 & BILD 18).

Insbesondere aus BILD 18 geht hervor, dass das getestete System bei nur einer einzigen Messfrequenz mit einem Algorithmus, der lediglich auf der Auswertung von Sensorinduktivität und -temperatur basiert, deutlich innerhalb des halben Fehlerbudgets arbeitet (BILD 11). Betrachtet man alle vier getesteten Targetabstände, so

ergibt sich für den gesamten Temperaturbereich bei temperaturabhängiger Kalibrierung das folgende Fehlerbild:

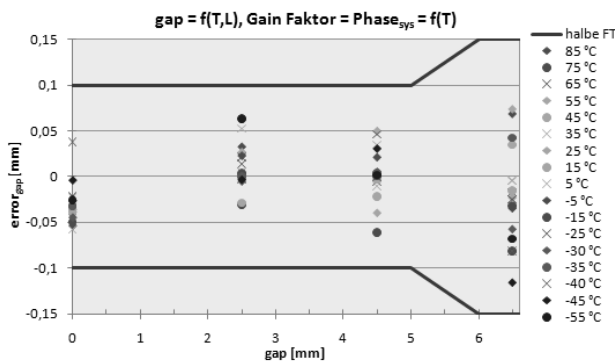


BILD 19. Leistung des Algorithmus mit Auswertung von L_s bei verschiedenen Targetabständen

Deutlich erkennbar ist, dass die Messgenauigkeit über den gesamten Messbereich hinweg innerhalb der halben Fehlertoleranz (FT) liegt.

6. INTEGRATION IN DEN SENSOR

Zur Integration der Elektronik in einen üblichen passiven Abstandssensor wurde eine entsprechend miniaturisierte Platine erstellt. Diese bietet Platz für die Bestückung mit dem AD5933 und der notwendigen externen Beschaltung, einen 3V-Festspannungsregler und einen I²C-Busextender (BILD 20).

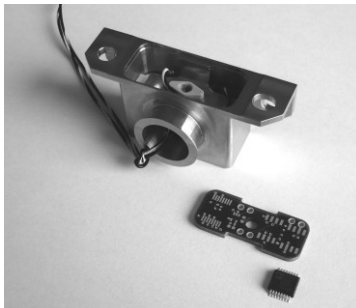


BILD 20. Passiver Abstandssensor, miniaturisierte Platine, Impedanzkonverter AD5933

Während passive Sensoren mit zweiadrigen Zuleitungen auskommen, wird für den Betrieb des aktiven Sensors eine 4-polige Zuleitung benötigt. Dabei entfallen jeweils 2 Adern auf die digitale Datenkommunikation (I²C-Spezifikation) und die Versorgungsspannung. Dieser vermeintliche Nachteil lässt sich dadurch kompensieren, dass aufgrund der digitalen Übertragung kleinere Leitungsquerschnitte verwendet werden können. Eine weitere Verringerung der benötigten Adern lässt sich durch die Nutzung anderer Technologien für die Kommunikationsschnittstelle erreichen (Versorgung und Datenkommunikation über eine gemeinsame Doppelader).

Ein weiterer Vorteil des hier vorgestellten Konzepts ist die Möglichkeit der elektronischen Kalibrierung, wodurch eine mechanische Kalibrierung entfallen und Produktionstoleranzen großzügiger ausfallen können. Inwieweit sich die Toleranzen sämtlicher mechanischer und elektronischer Bauteile des aktiven Sensors auf die Messgenauigkeit auswirken ist im Rahmen umfangreicher

Messkampagnen zu untersuchen.

7. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Das hier vorgestellte Konzept hat gezeigt, dass sich der Impedanzkonverter AD5933 von Analog Devices hervorragend für die Integration in einen aktiven induktiven Abstandssensor eignet. Die erreichte Messgenauigkeit ist, bei deutlich verringertem Signalverarbeitungsaufwand, mindestens gleichwertig zu in der Luftfahrt etablierten passiven Systemen.

Ein Sensorsystem, basierend auf aktiven induktiven Sensoren ist aufgrund der digitalen Datenkommunikation robust gegenüber Umwelteinflüssen und Störungen auf den Sensorzuleitungen. Dadurch können die Leitungen dünner ausgelegt und Systemgewicht gespart werden. Weder Typ und Länge, noch Temperatur des Kabels haben Einfluss auf die Messung des Targetabstands.

Die Messung der Temperatur direkt im Sensor ermöglicht eine direkte Kompensation von Temperaturabhängigkeiten der magnetinduktiven Komponenten (Spule, Kern) und der Elektronik. Ein speziell optimierter Algorithmus erreicht bereits bei Nutzung einer einzigen Messgröße eine hohe Messgenauigkeit.

Die Möglichkeit einer elektronischen Kalibrierung gestattet eine Vereinfachung des Fertigungsprozesses und den Verzicht auf eine mechanische Kalibrierung der Spule. Weiterhin lassen sich auch bereits hermetisch verschlossene Sensoren nachkalibrieren.

Ein Nachteil des aktiven Sensors ist die Notwendigkeit umfangreicher Schutzmaßnahmen, um die Elektronik den in der Luftfahrt üblichen EMI/EMC-Standards entsprechend zu schützen. Weiterhin erfordert ein aktiver Sensor langzeitstabile Komponenten und Bauelemente, um über ein gesamtes Flugzeugleben hinweg die geforderte Performance zu gewährleisten. Etwaigen Fehlfunktionen der Elektronik ist in geeigneter Weise zu begegnen, um die Ausgabe fehlerhafter Messwerte zu vermeiden. Zusätzlich bleibt zu klären, ob der Impedanzkonverter für den in der Luftfahrt typischen geforderten Temperaturbereich von -55 bis +85°C nachspezifiziert werden kann.

Zusammenfassend stellt das hier vorgestellte Konzept einen interessanten Ansatz für die Entwicklung eines aktiven induktiven Abstandssensors zur Anwendung in der Luftfahrt dar. Die Beibehaltung des Formfaktors aktueller Sensoren erleichtert dabei eine eventuelle nachträgliche Umrüstung bestehender Systeme.

- [1] R.Kostbade, Inbetriebnahme, Test, Analyse und Re-Design eines innovativen, aktiven Abstandssensors unter Verwendung eines Impedanzwandlerbausteins, Diplomarbeit, Universität Rostock/Diehl Aerospace GmbH, 2010
- [2] Ch.Strehlow, Entwurf und Erprobung einer DSP-basierten Embedded Hardware für induktive Sensoren, Masterarbeit, Universität Rostock/Diehl Aerospace GmbH, 2009
- [3] Analog Devices, Datenblatt zum Impedanzkonverter, Netzwerk-Analysator AD5933, Rev. B., Februar 2010